

# TETRA 시스템에서 Decision-directed 기법을 이용한 채널 추정 기법

준회원 황 원 식\*, 종신회원 이 용 환\*

## Decision-directed channel estimation in TETRA system

Won-Sik Hwang\* Associate Member, Yong-Hwan Lee\* Lifelong Member

### 요 약

TETRA Enhanced Data Service (TEDS) 는 기존의 협대역 ETSI TETRA Release 1 표준안을 개선하여 주파수 선택적인 페이딩 채널에서 고속의 패킷 데이터 전송이 가능한 표준 규격이다. TEDS 표준에서 사용하는 M-QAM 변조방식의 성능은 채널 추정 성능에 크게 영향을 받는다. 본 논문에서는 Per-Survivor Processing (PSP) 기법을 사용하여 고속 채널 환경에 적합한 새로운 decision-directed 채널 추정 기법을 제안한다. 제안된 채널 추정 기법은 이동 환경에서 기존 파일럿 신호 기반의 채널 추정 기법에 비해 TETRA 수신 성능을 향상시킬 수 있음을 전산 모의 실험을 통해 보인다.

Key Words : decision-directed channel estimation, per-survivor processing, TEDS, TETRA

### ABSTRACT

TETRA Enhanced Data Service (TEDS), which is an upgrade version of narrow-band ETSI TETRA Release 1 system, can support high speed packet data services in frequency selected fading channel. The performance of M-QAM transceivers employed in the TEDS is significantly affected by the accuracy of channel estimation. In this paper, we consider the design of a decision-directed channel estimation scheme robust to fast fading by estimating the channel by means of a per-survivor processing (PSP) method. The performance of the proposed channel estimation scheme is verified by computer simulation.

### I. 서 론

주파수공용 통신시스템 (TRS; Trunked Radio System) 은 기존의 무전기나 위키토키의 성능을 크게 발전시킨 시스템으로 일정한 주파수를 전용하도록 되어 있는 기존 셀룰라 시스템과는 달리 독립된 다수의 채널을 하나로 묶어 여러 이용자가 공유하도록 하여 주파수의 활용폭을 극대화한다. 디지털 TRS 시스템은 기존의 아날로그 TRS 시스템에 비해 높은 통화 품질 및 보안, 기지국 및 단말기의 소형화, 단말기 간 통화, 주파수 이용효율 향상 등 우

수한 기술적 특성을 갖는다<sup>[1]</sup>. TRS의 한 종류인 Terrestrial Trunked Radio (TETRA) 시스템은 긴급 재난 통신망으로 다중 사용자 접속 기법으로는 Time Division Multiple Access (TDMA) 방식을 사용하며, Frequency Division Duplexing (FDD) 방식으로 상향 링크와 하향 링크를 제공한다.

ETSI TETRA Release 2<sup>[2]</sup> 규격에서는 기존 협대역 TETRA 시스템을 개선하여 무선 환경에서 고속의 IP 패킷 데이터 서비스가 가능하도록 여러 가지 기능이 추가되었다<sup>[3]</sup>. ETSI TETRA Enhanced

\* 서울대학교 전기공학부 송수신기술연구실(yel0sik@ttl.snu.ac.kr, ylee@snu.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-11-485, 접수일자 : 2008년 11월 3일, 최종논문접수일자 : 2009년 2월 2일

Data Service (TEDS) 는 TETRA Release 2 의 고속 데이터 전송 (HSD; High Speed Data) 을 위해 제정된 규격이다<sup>[4]</sup>. TEDS 물리 계층 (PHY layer) 에서 가장 두드러진 변화는 주파수 선택적인 페이딩 채널에서 강인한 성능을 얻기 위해 다중 반송파 필터 뱅크 기반의 변조 기법을 도입한 점과 데이터 전송률을 높이기 위해 스펙트럼 효율이 높은 M-QAM 변조 기법 (4-QAM, 16-QAM, 64-QAM) 을 추가하였다는 점이다.

TEDS시스템은 긴급 재난 통신을 위해서 200km/h까지의 이동 환경을 지원하는데 이러한 고속 페이딩 채널에서 높은 레벨 QAM신호의 수신 성능은 채널 추정 기법에 크게 영향을 받는다<sup>[5]</sup>. 파일럿의 추가 오버헤드 없이 고속 페이딩 환경에서 채널과 데이터를 추정할 수 있는 방식으로 decision-directed 채널 추정 방식이 연구되어 왔다<sup>[6-10]</sup>. 그러나 decision-directed 채널 추정은 추정이 정확하지 않을 경우 오류 전파 효과가 나타나 성능이 크게 저하되는 단점이 있으며 이는 파일럿 간 상관도가 떨어지는 고속 환경에서는 매우 치명적이다. 이를 보완할 수 있는 방법으로는 Per-Survivor Processing (PSP)<sup>[11,12]</sup> 알고리즘을 사용하여 여러 개의 선택 가능한 데이터 시퀀스 중 가장 확률이 높은 시퀀스를 고르는 방식이 있으나 완전한 PSP 알고리즘은 다중반송파 M-QAM 변조 방식에서는 복잡도 문제로 실질적으로 구현하기 어렵다. 본 논문에서는 기존의 PSP 알고리즘을 decision-directed 기법을 적용하여 복잡도를 낮추면서 각 기법에 대한 상호 보완을 통해 성능을 향상시킬 수 있는 새로운 채널 추정 기법을 제안한다.

## II. 시스템 모델링

TETRA 시스템의 기저대역 다중반송파 송신신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} X(n,i)g(t-iT)\exp(j2\pi n\zeta t/T) \quad (1)$$

여기서  $g(t)$  는 펄스성형필터의 임펄스응답을,  $\zeta$  는 반송파 주파수 간격을,  $\{X(n,i)\}$  은  $i$  번째 심볼의  $n$  번째 부반송파 영역에서의 전송되는 신호를 나타내며,  $N$  은 부반송파의 수, 그리고  $L$  은 전송된 심볼 수를 나타낸다. TEDS 규격에서  $g(t)$  는 롤-오프  $\alpha=0.2$  인 Square-Root Raised Cosine

(SRRC) 나이퀴스트 필터로 정의되며,  $\zeta=1.125$  ( $<1+\alpha=1.2$ ) 의 값을 가지고,  $\{X(n,i)\}$  은 데이터 심볼  $\{D(n,i)\}$  또는 파일럿 심볼  $\{P(n,i)\}$  로 구성된다.

무선 채널을 통과한 수신 신호는 시간영역에서 다음과 같이 표현된다.

$$r(t) = \int_0^{\infty} s(t-\tau)h(t,\tau)d\tau + n(t) \quad (2)$$

여기서  $h(t,\tau)$  는 채널의 임펄스응답을 나타내고  $n(t)$  는 백색 가우시안 잡음을 의미한다. TEDS 시스템의 심볼 간격은 채널의 다중경로지연 시간에 비해 매우 크므로 인접한 심볼 간 간섭 (ISI)이 없다고 가정하면 필터뱅크 다중반송파 변조 방식 (FBMCM; Filterbank-based Multi-carrier Modulation)<sup>[13,14,15]</sup> 수신기를 거친 후의 주파수 영역에서의 수신 신호는 다음과 같다.

$$Y(n,i) = H(n,i)X(n,i) + N(n,i) \quad (3)$$

여기서  $Y(n,i)$  는  $i$  번째 심볼의  $n$  번째 부반송파 영역에서의 수신 신호를 나타내고,  $N(n,i)$  는  $i$  번째 심볼의  $n$  번째 부반송파 영역에서의 평균 0인 백색 가우시안 잡음을 의미한다. 그림 1은 필터뱅크 다중반송파 변조 방식의 송수신기 구조를 나타낸다.

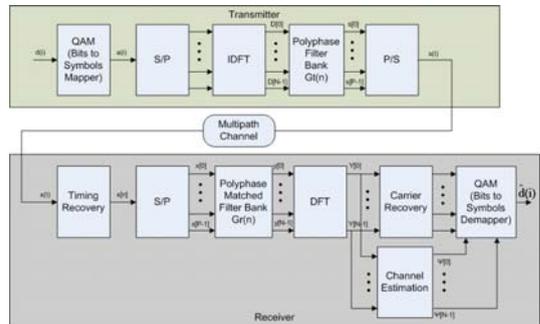


그림 1. FBMCM 송수신기 구조

## III. 제안 채널 추정 기법

### 3.1 기존 채널 추정 기법

그림 2는 TEDS 버스트의 한 블록을 나타낸다. 그림 2와 같이 25kHz의 대역폭을 사용할 경우, TEDS의 데이터 버스트에는 8개의 부반송파가 존재하게 되며 시간 축으로 5개의 심볼마다 부반송파 축으로 4개씩의 파일럿 심볼이 존재한다. 먼저, 파

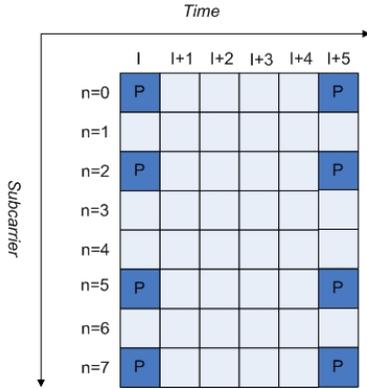


그림 2. TEDS 데이터 버스트 구조

일렛이 있는 부반송파에 대하여 파일럿 심볼들을 이용하여 Least Square (LS) 추정 기법을 사용해 파일럿 전송 채널을 추정한다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_p(n,i) &= \frac{Y(n,i)}{P(n,i)} \\ &= \frac{H(n,i)P(n,i) + N(n,i)}{P(n,i)} \\ &= H(n,i) + \frac{N(n,i)}{P(n,i)} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $\hat{H}_p(n,i)$ 는 파일럿 위치의 LS 채널 추정값을 의미한다. 파일럿 채널 추정값을 바탕으로 시간축 상에서 파일럿과 파일럿 사이에 존재하는 데이터 심볼들에 대한 채널을 식 (5)와 같이 Minimum Mean Square Error (MMSE) 기법을 사용하여 추정한다.

$$\begin{aligned} \tilde{H}(n, I+i) &= \mathbf{w}^T \cdot \mathbf{H}_p \\ &= \mathbf{R}_{\mathbf{H}_p, \mathbf{H}} [\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p, \mathbf{H}_p} + \sigma_N^2 (\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1}]^{-1} \mathbf{H}_p \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $\mathbf{H}_p = [\hat{H}_p(n, I-5), \hat{H}_p(n, I), \hat{H}_p(n, I+5)]^T$ 는 파일럿 심볼에 대한 채널 추정값들을 나타내며,  $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p, \mathbf{H}}$ 과  $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_p, \mathbf{H}_p}$ 는 채널 임펄스 응답의 상호상관행렬과 자기상관행렬을 각각 나타낸다.  $I$ 는 그림 2에서 파일럿이 존재하는 시간축 심볼 인덱스를 의미한다. 한편, 파일럿이 없는 부반송파의 경우 위에서 구한 채널 추정값을 보간하여 얻어낸다. 채널의 시간 상관관이 Jakes' model<sup>[16]</sup>을 따른다고 가정하면 채널 간에 시간 상관값은 다음과 같다.

$$E\{H(n,i)H^*(n,i+m)\} = J_0(2\pi f_d m T_s) \quad (6)$$

여기서  $J_0(\bullet)$ 는 제 1종 0차 Bessel 함수,  $f_d$ 는 최대 도플러 주파수,  $T_s$ 는 심볼 시간을 나타내고,  $m$ 은 시간 축으로 심볼 간 간격을 의미한다. 단말기에서는 식 (6)에 따라 파일럿간의 상관관을 이용하여 채널의 통계적 특성을 계산할 수 있다. 특히 채널의 상관값을 정확히 알고 있고 채널의 변화 속도가 빠르지 않다면 좋은 성능을 얻을 수 있다. 그러나 고속 환경에서는 파일럿 채널과 데이터 채널과의 상관값이 크게 떨어지게 되어, 이로 인한 성능 저하를 피할 수 없다. 이러한 문제점은 파일럿보다 인접한 데이터 심볼을 이용하여 채널 추정을 수행함으로써 오류를 줄일 수 있다. 즉, 인접한 데이터 심볼을 사용하는 decision-directed 채널 추정 기법을 이용하여 성능을 향상시킬 수 있다.

### 3.2 제안 채널 추정 기법

제안 기법은 고속 환경에서 낮은 파일럿 간 상관으로 인한 기존 MMSE 기법의 성능 저하를 보상하고 decision-directed 채널 추정 기법의 오류 전파 효과를 줄이기 위해 후보 심볼들을 정의하고 이에 대한 채널 추정과 데이터 심볼 추정을 동시에 고려하여 가장 가능성이 높은 채널 추정값을 선택하는 것이다. 이러한 과정에서 파일럿 외에 인접한 데이터 심볼에 대한 채널 추정값을 이용하기 때문에 기존의 파일럿에 기반한 채널 추정 기법보다 추정값의 정확도를 높일 수 있다.

제안 기법에서는 먼저 파일럿 심볼에 인접한 첫 번째 데이터 심볼에 대한 채널을 기존 기법과 동일한 방식으로 추정한다. 즉, 수신된 파일럿 심볼을 이용하여 주파수 영역에서 LS 방식으로 채널을 추정한 후, 시간 영역에서 MMSE 기법을 사용하여 채널을 추정한다. 그림 3은  $n$  번째 부반송파 대역에서의 첫 번째 데이터 심볼 D1 위치의 채널 추정에 이용할 파일럿 위치의 채널 추정값을 나타낸다. MMSE 방식으로 구한 첫 번째 데이터 심볼 위치의 채널 추정값을 이용하여 다음과 같이 수신된 데이터 심볼을 추정할 수 있다.

$$\tilde{D}(n, I+1) = \frac{Y(n, I+1)}{\tilde{H}(n, I+1)} \quad (7)$$

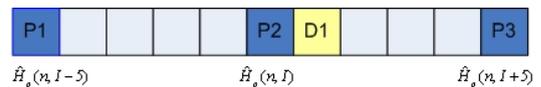


그림 3.  $n$  번째 부반송파에서 첫 번째 데이터 심볼 추정

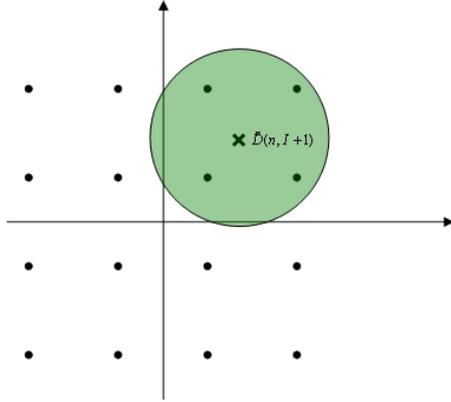


그림 4. 후보 성상도 집합 구성의 예

추정된 데이터 심볼에 인접한  $M$  개의 성상도 값들로 구성된 후보 성상도 집합 (candidate constellation set)을 지정한다. 그림 4는 16-QAM 변조를 사용하였을 경우 4개의 성상도 값들로 구성된  $\hat{D}(n, I+1)$  신호에 대한 후보 성상도 집합을 구성하는 예를 보인다. 채널 추정 오차가 매우 크지 않다고 가정하면 식 (7)과 같이 decision-directed 방식으로 추정된 데이터 심볼 값은 송신 심볼 값과 일치하거나 또는 그에 인접한 심볼 값이 될 확률이 매우 크다. 따라서 모든 성상도 점들이 아닌 가능성이 높은 개의 이웃한 성상도 값들만을 송신 데이터 심볼의 후보 집합으로 지정함으로써 수신 복잡도를 줄일 수 있다.

$M$  개로 구성된 후보 성상도 집합을  $\mathbf{S}(n, I+1) = \{\bar{D}_0(n, I+1), \bar{D}_1(n, I+1), \dots, \bar{D}_{M-1}(n, I+1)\}$  라고 표시하고, 각 후보 성상도 점에 대한 채널 추정을 위해 decision-directed 방식으로 채널 추정을 한다.

$$\begin{aligned} \bar{H}_k(n, I+1) &= \frac{Y(n, I+1)}{\bar{D}_k(n, I+1)} \\ &= \frac{H(n, I+1)D(n, I+1) + N(n, I+1)}{\bar{D}_k(n, I+1)} \end{aligned} \quad (8)$$

만약 후보 성상도 집합의  $k$  번째 원소가 송신 심볼과 일치한다면  $\bar{D}_k(n, I+1) = D(n, I+1)$  이 되어 식 (8)은 식 (9)와 같이 주어진다.

$$\bar{H}_k(n, I+1) = H(n, I+1) + \frac{N(n, I+1)}{\bar{D}_k(n, I+1)} \quad (9)$$

이렇게 하여 얻어진 후보 성상도 집합에 대한 채널 추정값의 집합을  $\bar{\mathbf{H}}(n, I+1) = [\bar{H}_0(n, I+1), \dots,$

$\bar{H}_{M-1}(n, I+1)]$ 라 표시하자. 이 채널 추정값은 잡음 성분이 포함되어 있으므로, 식 (10)과 같이 FIR Wiener 필터를 사용하여 잡음 성분을 줄인 채널 추정값을 얻는다.

$$\hat{H}_k(n, I+1) = \mathbf{w}_w^H \mathbf{H}_w \quad (10)$$

여기서  $\mathbf{w}_w^H$  는 Wiener 필터의 계수이며,  $\mathbf{H}_w = \{\hat{H}_p(n, I-5), \hat{H}_p(n, I), \bar{H}_k(n, I+1), \hat{H}_p(n, I+5)\}$  과 같이 파일럿 심볼 위치의 LS 채널 추정값과 데이터 심볼의 채널 추정값의 벡터 형태가 된다. 이렇게 구한 채널 추정값은 메트릭 계산과 다음 데이터 심볼의 채널 추정에 사용된다. 수신된 신호와 이 집합의  $k$  번째 성상도 값과의 추정 오차 메트릭을 식 (11)과 같이 계산한다.

$$\begin{aligned} \lambda_k(\mathbf{S}(n, i)) &= |Y(n, i) - \hat{H}(n, i)\bar{D}_k(n, i)|^2 \\ \Gamma_k(\mathbf{S}(n, i)) &= \min_{\bar{D}_k(n, i) \in \mathbf{S}(n, i)} [\Gamma_k(\mathbf{S}(n, i-1)) + \lambda_k(\mathbf{S}(n, i))] \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $\lambda_k$  는  $k$  번째 원소의 추정 오차 메트릭을,  $\Gamma_k$  는 누적 메트릭을 의미한다. 그러나 채널 값이 정확하다는 가정이 없을 경우, 추정된 채널 값과 수신 데이터 심볼 값을 이용하여 송신 데이터 심볼  $\bar{D}_k(n, i)$  에 대해서 식 (12)와 같이 maximum a posteriori probability (MAP) 결정 기준을 적용하는 것이 타당하다<sup>[17]</sup>.

$$p(\bar{D}_k(n, i) | Y(n, i), \hat{H}(n, i)) = \frac{p(Y(n, i) | \bar{D}_k(n, i), \hat{H}(n, i)) \cdot p(\bar{D}_k(n, i) | \hat{H}(n, i))}{p(Y(n, i) | \hat{H}(n, i))} \quad (12)$$

여기서  $p(Y(n, i) | \hat{H}(n, i))$  는 모든 심볼에 대해 동일하므로 MAP 기준은 식 (13)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} & p(Y(n, i) | \bar{D}_k(n, i), \hat{H}(n, i)) \cdot p(\bar{D}_k(n, i) | \hat{H}(n, i)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_N^2}} \exp\left(-\frac{|Y(n, i) - \hat{H}(n, i)\bar{D}_k(n, i)|^2}{2\sigma_N^2}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_s^2}} \exp\left(-\frac{|\hat{H}_k(n, i) - \hat{H}(n, i)|^2}{2\sigma_s^2}\right) \\ &= \frac{1}{2\pi\sigma_N\sigma_s} \exp\left(-\left(\frac{|Y(n, i) - \hat{H}(n, i)\bar{D}_k(n, i)|^2}{2\sigma_N^2} + \frac{|\hat{H}_k(n, i) - \hat{H}(n, i)|^2}{2\sigma_s^2}\right)\right) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서  $\hat{H}_k(n, i)$  는 데이터 심볼  $\bar{D}_k(n, i)$  에 대해 decision-directed 방식으로 추정된 채널 값이다. 이에 따른 제안 기법의 추정 오차 메트릭은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

IV. 성능 분석

$$\lambda_k(\mathbf{S}(n,i)) = \frac{|Y(n,i) - \hat{H}(n,i)\hat{D}_k(n,i)|^2}{2\sigma_n^2} + \frac{|\hat{H}_k(n,i) - \hat{H}(n,i)|^2}{2\sigma_e^2} \quad (14)$$

여기서  $\sigma_e^2 = E\{[H(n,i) - \hat{H}(n,i)]^2\}$ 이며, 해당 SNR에서의 채널 추정값에 대한 MSE를 나타낸다.

그림 5는 두 번째 데이터 심볼에 대한 채널 추정을 하기 위해 필요한 채널 추정값들을 나타낸다. 즉, 두 번째 데이터 심볼의 채널 추정에는 가장 가까운 두 파일럿 심볼에 대한 채널 추정값과 바로 이전 데이터의 채널 추정값이 사용된다. 추정 과정은 지금까지 설명한 첫 번째 심볼에 대한 절차와 동일하다. 따라서 이전 데이터 심볼의 채널 추정이 정확하다면 이를 이용한 다음 데이터 심볼의 채널 추정값은 기존의 파일럿만 이용한 채널 추정보다 정확성이 높아지게 된다.

위와 같은 방식으로 네 번째 데이터 심볼에 대한 채널 추정까지 수행되면, 추정 오차 매트릭의 누적값이 최소가 되는 경로의 데이터 시퀀스와 채널 추정값을 최종적으로 선택한다. 이러한 방식은 확률적 가능성이 가장 높은 채널 값과 그에 수반되는 데이터 시퀀스를 동시에 추정 가능하게 한다.

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{D}}, \hat{\mathbf{H}}) &= \arg \min_k \sum_{i=1}^4 \lambda_k(n, I+i) \\ &= \arg \min_{\hat{D}_k(n, I+i) \in S_{n, I+i}} \left( \frac{|Y(n, I+i) - \hat{H}(n, I+i)\hat{D}_k(n, I+i)|^2}{2\sigma_n^2} + \frac{|\hat{H}_k(n, I+i) - \hat{H}(n, I+i)|^2}{2\sigma_e^2} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서  $\hat{\mathbf{D}}$ 와  $\hat{\mathbf{H}}$ 는 데이터와 채널 추정 벡터를 나타낸다. 그림 6은 trellis 구조의 전체 과정을 나타낸다.

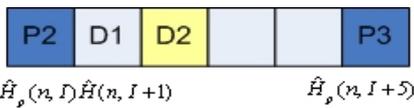


그림 5. n 번째 부반송파에서 두 번째 데이터 심볼 추정

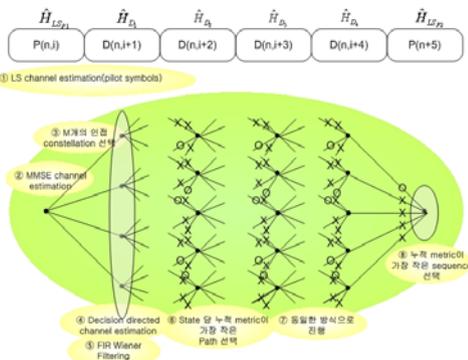
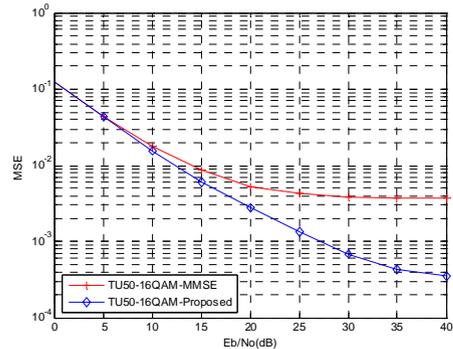


그림 6. 제안된 채널 추정 과정

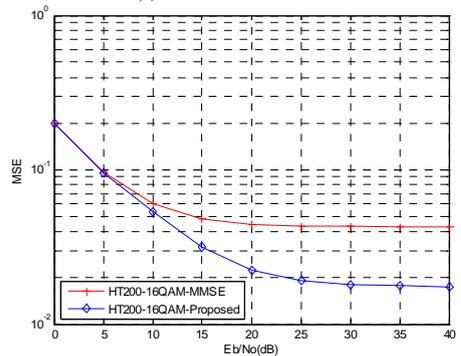
제안된 채널 추정 기법의 성능을 전산 모의실험을 통하여 확인한다. 제안 기법은 세 가지 인자를 복잡도와 성능과의 상관 관계를 고려하여 조정할 수 있다. 먼저, 몇 개의 부반송파를 선택하여 제안 기법을 적용할 것인지를 선택하여야 하고 이웃 부반송파 집합은 몇 개까지의 성상도를 포함시킬 것인지, 그리고 최대 survivor 경로는 몇 개까지 유지시킬 것인지를 결정해야 한다. 본 실험에서는 표 1과 같이 변수들을 설정하였다. 16-QAM 변조 방식에서 후보 성상도 수를 4로 설정할 경우 대략적으

표 1. 모의 실험 환경 변수

변수	값
채널 대역폭	25 kHz
QAM 변조 지수(M)	16
부반송파 수(N)	8
채널 모델	TU50, HT200
부반송파 선택 수	8
후보 성상도 수	4
최대 survivor 경로 수	16



(a) TU50 채널에서 MSE



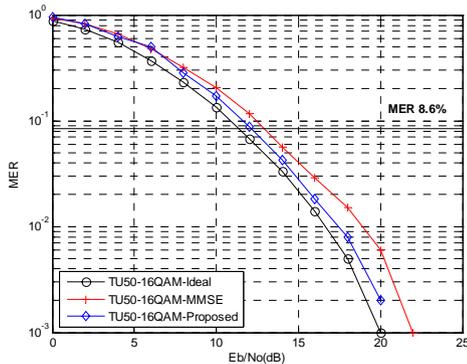
(b) HT200 채널에서 MSE

그림 7. 채널에 따른 MSE 성능 비교

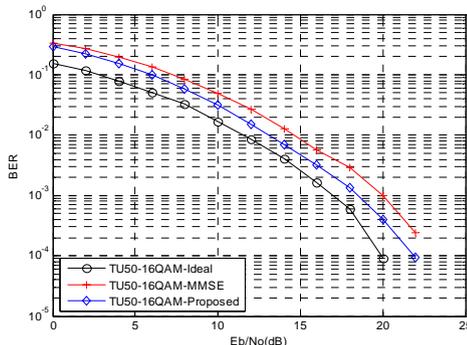
로 MMSE 기법에 비해 4배 정도의 복잡도가 증가한 반면 PSP 방식을 사용한 경우와 성능의 차이는 거의 없었다.

그림 7은 16-QAM 변조기법을 사용하였을 경우, TU50과 HT200 채널에서 제안 기법과 기존 채널 추정 기법들과의 추정 MSE를 비교한다. TU50은 일반적인 도시 지형(Typical Urban)에서 50km/h의 속도로 이동할 때의 채널 모델이며 HT200은 언덕 지형(Hilly Terrain)에서 200km/h의 속도로 이동할 때의 채널 모델을 의미한다<sup>[2]</sup>. ‘MMSE’는 수신기에서 채널의 통계적 특성을 알고 있을 경우 Wiener 보간 방식을 사용하여 채널 추정을 한 경우의 성능을 나타낸다. 제안 기법을 사용함으로써 채널 추정 오차 값을 줄일 수 있고,  $E_b/N_o$ 이 좋은 환경에서 제안 기법의 성능이 기존 기법에 비해 더 좋아짐을 볼 수 있다.

그림 8은 TETRA 규격에 정의되어 있는 16-QAM의 경우 부호율 1/2인 터보 코드를 사용한 경우, TU50 채널 환경에서의 MER과 BER 성능을 비교한다. ‘Ideal’은 수신기에서 채널 임펄스 응답을



(a) Coded MER 성능(rate 1/2)



(b) Coded BER 성능(rate 1/2)

그림 8. 16-QAM, TU50 채널에서 Coded 성능(rate 1/2)

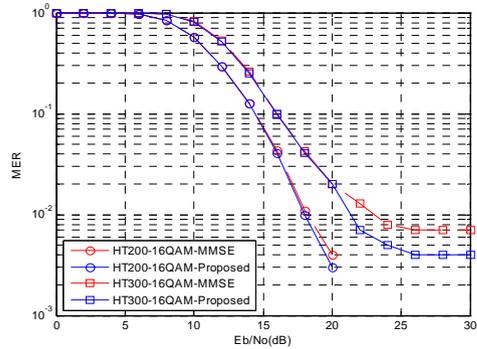


그림 9. 16-QAM, HT200 채널에서의 추정 오류의 영향

완전히 알고 있다고 가정할 경우의 수신 성능을 나타낸다. 그림에서 표시된 ‘MER 8.6%’는 주어진 환경에서 ETSI TETRA Release 2<sup>[2]</sup> 규격에 정의된 TETRA 단말기의 최대 허용 가능한 MER 레벨을 나타낸다. 그림에서 기존의 MMSE 기법에 비해 최대 허용 MER레벨에서 약 0.8dB의 성능 향상을 얻을 수 있음을 볼 수 있다. 실제 단말기는 이 보다 좋은  $E_b/N_o$  범위에서 사용되기 때문에 이 경우 1dB이상의 성능 향상이 가능하다. 또한, 향상된 MER 성능은 BER 성능으로 이어짐을 실험을 통해서 확인할 수 있다.

그림 9는 HT200의 고속 채널 환경에서 제안 기법과 MMSE 채널 추정 기법과의 성능을 비교한 것이다. 이 실험은 부호율 1/2의 16-QAM 변조방식을 사용할 때 두 가지 경우의 상황을 고려하였다. 먼저, HT200에서 실제 채널의 상관값과 수신기에서 추정된 채널 상관값이 일치할 경우 두 기법 간의 성능 차이는 미미하였다. 그러나 수신기에서 측정된 채널 상관값은 최대 도플러 주파수  $f_m = 74.074\text{Hz}$ 인 200km/h의 속도에 고정되어 있는 반면 실제 채널 상관값은 최대 도플러 주파수  $f_m = 111.11\text{Hz}$ 인 300km/h일 경우 높은  $E_b/N_o$ 에서 제안 기법의 MER 성능이 우수함을 알 수 있다. 즉, 수신기에서 측정된 채널 상관값에 오류가 존재할 경우 제안 기법은 성능 감소를 상당 부분 완화함을 알 수 있다. 즉, 인접한 데이터 심볼을 이용하여 채널 추정을 하게 됨으로써 MMSE 기법에 비해 상대적으로 채널 추정 오류에 강인한 특성을 나타내게 된다.

## V. 결론

본 논문에서는 TETRA Release 2 규격에 정의된

TEDS 환경에서 기존 파일럿에 기반한 채널 추정 기법의 성능을 향상시킬 수 있는 새로운 채널 추정 기법을 제안하였다. 제안 기법은 기존의 PSP 기법과 decision-directed 방식의 채널 추정 기법을 결합하여, 기존 방식보다 MSE를 상당히 줄일 수 있다. TEDS 시스템은 링크적용방식을 사용하므로 동일  $E_b/N_o$  조건에서 MER 성능을 향상시킴으로써 더 높은 수준의 변조 및 코딩 기법을 사용할 수 있게 되어 데이터 전송률을 높일 수 있다. 제안된 채널 추정 기법을 적용할 경우 연산 복잡도 측면에서 기존의 파일럿에 기반한 MMSE 채널 추정 기법보다 연산량이 증가하나, TEDS 시스템의 경우 최대 부반송파의 개수가 48개 이하라는 점을 감안하면 TETRA 단말기에 적용할 경우 구현에 무리가 없음을 알 수 있다.

### 감사의 글

본 연구는 서울대학교 공학연구소 지원으로 이루어졌습니다.

### 참 고 문 헌

- [1] J. Dunlop, D. Girma and J. Irvine, Digital Mobile Communications and the TETRA System, Wiley, 1999.
- [2] ETSI EN 300 392-2 V3.1.1, "Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data (V+D); Part 2: Air Interface (AI)," Nov. 2006.
- [3] M. Nouri, et al., "TEDS: A high speed digital mobile communication air interface for professional users," IEEE Veh. Tech. Mag., Vol.1, pp. 32-42, Dec. 2006.
- [4] ETSI TS 100 392-2 V3.1.1, "Terrestrial Trunked Radio (TETRA); TETRA Enhanced Data Service (TEDS); Air Interface Specification," Sept. 2006.
- [5] J. G. Proakis, Digital Communications, Fourth Edition, McGraw Hill, 2001.
- [6] R. Jianjun, R. Grunheid, H. Rohling, E. Bolinthe and R. Kern, "Decision directed channel estimation method for OFDM system with high velocity," in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf., Vol.4, pp. 2358-2361, Apr. 2003.
- [7] M. J. Rim, J. M. Ahn and Y. S. Kim, "Decision-directed channel estimation for M-QAM modulated OFDM systems," in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf., Vol.4, pp. 1742-1746, May 2002.
- [8] R. J. Lyman and W. W. Edmonson, "Decision-directed tracking of fading channels using linear prediction of the fading envelope," in Proc. 33rd Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, Vol.2, pp. 1154-1158, Oct. 1999.
- [9] H. Y. Liu and Y. H. Yu, C. J. Hung, T. Y. Hsu and C. Y. Lee, "Combining adaptive smoothing and decision-directed channel estimation scheme for OFDM WLAN systems," in Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, Vol.2, pp. 149-152, May 2003.
- [10] W. J. Kim and Y. J. Lee, H. N. Kim, H. S. Lim and J. S. Lim, "Coded decision-directed channel estimation for coherent detection in terrestrial DMB receivers," IEEE Trans. on Consumer Elec., Vol.53, No.2, pp. 319-326, May 2007.
- [11] R. Raheli, A. Polydoros and C. K. Tzou, "Per-survivor processing: a general approach to MLSE in uncertain environments," IEEE Trans. on Commun., Vol.43, No.2-4, pp. 354-364, Feb.-Apr. 1995.
- [12] R. Raheli, A. Polydoros and C. K. Tzou, "The principle of per-surviving processing: a general approach to approximate and adaptive MLSE," in Proc. Globecom '91., Vol.2, pp. 1170-1175, Dec. 1991.
- [13] G. Cherubini, E. Eleftheriou and S. Olcer, "Filtered multitone modulation for VDSL," in Proc. IEEE Globecom '99., Vol.2, pp. 1139-1144, Dec. 1999.
- [14] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer and J. M. Cioffi, "Filter bank modulation technique for very high speed digital subscriber lines," IEEE Commun. Mag., Vol.38, No.5, pp. 98-104, May 2000.
- [15] P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, Prentice Hall, 1992.

